



19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Offenlegungsschrift
10 DE 43 28 553 A 1

51 Int. Cl.⁵:
G 01 S 17/08

21 Aktenzeichen: P 43 28 553.8
22 Anmeldetag: 25. 8. 93
43 Offenlegungstag: 3. 11. 94

DE 43 28 553 A 1

30 Innere Priorität: 32 33 31
30.04.93 DE 43 14 394.6

71 Anmelder:
Schwarte, Rudolf, Prof. Dr.-Ing., 57076 Siegen, DE; i
f m electronic gmbh, 45127 Essen, DE

74 Vertreter:
Gesthuysen, H., Dipl.-Ing.; von Rohr, H., Dipl.-Phys.,
Pat.-Anwälte, 45128 Essen

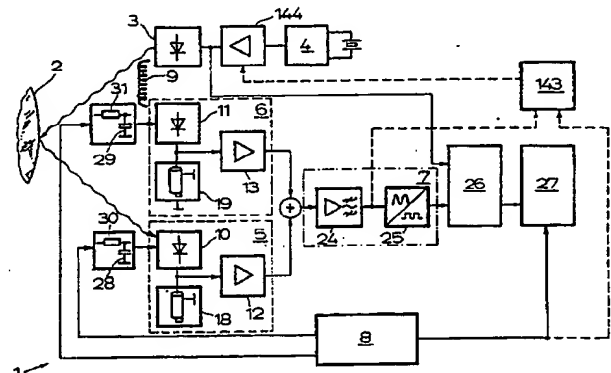
72 Erfinder:
Schwarte, Rudolf, Prof. Dr.-Ing., 57076 Siegen, DE;
Olk, Joachim, Dipl.-Ing., 57076 Siegen, DE; Claußen,
Reimer, Dr.-Ing., 87452 Altusried, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

64 Entfernungsmessgerät nach dem Laufzeitprinzip

57 Die Erfindung betrifft ein Entfernungsmessgerät (1) nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, mit mindestens einem eine Lichtwelle aussendenden Lichtsender (3), mit einem die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepulsgenerator (4), mit mindestens zwei am Ende einer Lichtstrecke angeordneten, ein Signal liefernden Lichtempfängern (5, 6), mit einer ein Signal verarbeitenden Verarbeitungsstrecke (7) und mit einem die Signale im Gegentakt auf die Verarbeitungsstrecke (7) schaltenden Umschaltgenerator (8), wobei ein am Ende einer Meßlichtstrecke angeordneter, ein Meßsignal liefernder Meßlichtempfänger (5) vorgesehen ist, ein am Ende einer Referenzlichtstrecke angeordneter, ein Referenzsignal liefernder Referenzlichtempfänger (6) vorgesehen ist und das Empfangselement des Meßlichtempfängers (5) und des Referenzlichtempfängers (6) aus je einer Photodiode (10, 11) besteht.

Das Entfernungsmessgerät (1) ist erfindungsgemäß dadurch verbessert, daß der Meßlichtempfänger (5) und der Referenzlichtempfänger (6) durch Vorspannung der jeweiligen Photodiode (10, 11) in Sperrichtung oder Durchlaßrichtung aktiviert oder deaktiviert sind.



DE 43 28 553 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Entfernungsmeßgerät nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, mit mindestens einem, eine Lichtwelle aussendenden Lichtsender, mit einem die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepuls-
 5 generator, mit mindestens zwei am Ende einer Lichtstrecke angeordneten, ein Signal liefernden Lichtempfängern, mit einer ein Signal verarbeitenden Verarbeitungsstrecke und mit einem die Signale im Gegentakt auf die Verarbeitungsstrecke schaltenden Umschaltgenerator, wobei ein am Ende einer Meßlichtstrecke angeordneter, ein Meßsignal liefernder Meßlichtempfänger angeordnet ist, ein am Ende einer Referenzlichtstrecke angeordneter, ein Referenzsignal liefernder Referenzlichtempfänger angeordnet ist und das Empfangselement des Meß-
 10 lichtempfängers und des Referenzlichtempfängers aus je einer Photodiode besteht.

Entfernungsmeßgeräte basieren auf dem Prinzip, daß bei bekannter Laufzeit eines Signals durch ein Medium über eine Entfernung und gleichzeitig bekannter Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals in diesem Medium sich die Entfernung als Produkt von Ausbreitungsgeschwindigkeit und Laufzeit ergibt. Im vorliegenden Fall wird
 15 das sich ausbreitende Signal von elektromagnetischen Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, gebildet. Breiten sich im hier vorgeschlagenen Verfahren die Lichtwellen in einem homogenen Medium, z. B. Luft oder Wasser aus, so ist die Entfernungsbestimmung bei Kenntnis der Laufzeit ohne weiteres möglich, wenn die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Lichtwellen in dem homogenen Medium berücksichtigt wird.

Eine wesentliche Problematik der Entfernungsmessung nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung von
 20 Lichtwellen liegt in der extrem hohen Ausbreitungsgeschwindigkeit von 300.000 km/s, die eine extrem hoch aufgelöste Messung der Laufzeit erforderlich macht. Um diese hoch aufgelöste Zeitmessung durchzuführen, sind in der Vergangenheit verschiedene Verfahren vorgeschlagen worden. Diese Verfahren lassen sich im wesentlichen in zwei Entwicklungsrichtungen unterscheiden. Man spricht — begrifflich nicht ganz präzise — einerseits von dem Dauerstrichverfahren, andererseits von dem Pulsverfahren. Beim Dauerstrichverfahren wird die Am-
 25 plitude der Lichtwelle mit einer Frequenz im Hochfrequenzbereich moduliert. Dabei wird die Modulationsfrequenz so gewählt, daß die Modulationswellenlänge — also nicht die Lichtwellenlänge — in einem Bereich liegt, der zumindest größenordnungsmäßig dem Bereich der zu messenden Entfernung entspricht — da dieser häufig durch die Anwendung nicht genügend eingeschränkt werden kann, werden regelmäßig zwei oder mehrere Modulationsfrequenzen nacheinander gewählt. Die Laufzeitbestimmung des Meßsignals erfolgt nun aus dem
 30 Phasenvergleich der Modulation der ausgesandten Lichtwelle mit der Modulation der einlaufenden Lichtwelle. Dem gegenüberzustellen ist das Pulsverfahren, bei welchem zwar auch die Amplitude der Lichtwelle moduliert wird, jedoch die Modulation pulsförmig mit anschließender längerer Unterbrechung — also wesentlich niedrige-
 35 rer Modulationsfrequenz — erfolgt. Bei diesem Verfahren wird — bildlich gesprochen — tatsächlich die Zeit gestoppt, die zwischen dem Aussenden und dem Einlaufen des Lichtsignals verstreicht.

Sowohl das Dauerstrichverfahren, vgl. DE-OS 22 29 339, DE-PS 24 20 194, DE-PS 31 20 274, GB-PS 1 585 054, US-PS 4,522,992, US-PS 4,403,857, US-PS 4,531,833, als auch das Pulsverfahren, vgl. DE-OS 20 23 383, DE-
 40 OS 21 12 325, DE-OS 26 49 354, DE-PS 31 03 567, EP-OS 0 015 566, US-PS 3,428,815, US-PS 3,503,680, US-PS 3,900,261, weisen verfahrensbedingte Vor- bzw. Nachteile auf, die zu verschiedenen Lösungsvorschlägen in den zitierten Druckschriften geführt haben.

Ein grundsätzliches Problem ist jedoch beiden Verfahren gleichermaßen zueigen. Aufgrund der extrem
 45 kurzen Laufzeiten die es zu bestimmen gilt, spielen neben der Laufzeit der Lichtwelle ebenso die Laufzeiten der elektronischen Signale in der zugehörigen Schaltung eine maßgebliche, die Meßgenauigkeit beeinträchtigende Rolle. Das eigentliche Problem besteht darin, daß sich die elektrischen Laufzeiten innerhalb der Schaltung infolge von Temperaturschwankungen und Alterungserscheinungen verändern — sie driften. Somit ist eine
 50 Eichung des Entfernungsmeßgerätes, welche die elektronischen Laufzeiten berücksichtigt, allein im Produktionsprozeß nicht ausreichend. Die häufig vorgeschlagene Lösung für dieses Problem besteht darin, die Lichtwelle neben ihrer Aussendung über die Meßlichtstrecke außerdem über eine Referenzlichtstrecke bekannter Länge auszusenden. Da mit der Länge der Referenzlichtstrecke ebenfalls die Laufzeit der Lichtwelle über die Referenzlichtstrecke bekannt ist, kann man somit die elektronische Laufzeit errechnen und aus der Laufzeit der
 55 Lichtwelle über die Meßlichtstrecke eliminieren. Da diese "Eichung" während des Meßvorganges mit einer Frequenz ungefähr im Kilohertzbereich durchgeführt wird, können so sämtliche Ungenauigkeiten durch verschiedene Drifterscheinungen vermieden werden. In Strenge ist dies jedoch nur der Fall, wenn sowohl das elektrische Meßsignal als auch das elektrische Referenzsignal in der elektrischen Schaltung exakt denselben elektrischen Weg zurücklegen. Dies hat zur Folge, daß zur Aussendung und zum Empfang sowohl des Meßlicht-
 60 signales als auch des Referenzlichtsignales nur ein Lichtsender — üblicherweise eine Leuchtdiode — und nur ein Empfangselement — üblicherweise eine Photodiode — eingesetzt werden darf. Daraus resultiert jedoch, daß die Lichtwelle abwechselnd auf die Meßlichtstrecke und die Referenzlichtstrecke umgeleitet werden muß. Bei Verfahren, die heutzutage ein Entfernungsmeßgerät mit nur einem Lichtsender und einem Empfangselement realisieren, erfolgt das Umlegen der Lichtwelle von der Meßlichtstrecke auf die Referenzlichtstrecke und
 65 umgekehrt über optomechanische Schalter. Dieses kostenaufwendige und verschleißanfällige Verfahren läßt sich bis heute nicht vermeiden, da optomechanische Bauelemente bislang nicht in ausreichender Stückzahl und zu angemessenen Preisen erhältlich sind. Bei den bekannten Verfahren wird das geschilderte Problem dadurch gelöst, daß entweder ein zweiter Lichtsender oder ein zweites Empfangselement vorgesehen wird.

Bei dem bekannten Verfahren, von dem die Erfindung ausgeht, vgl. DE-OS 34 29 062, sind zwei Empfangsele-
 70 mente vorgesehen. Um den Nachteil aufzuheben, daß zwei Empfangselemente natürlich auch wiederum zwei unterschiedliche Drifteigenschaften — insbesondere durch Temperaturunterschiede — aufweisen, wird die nachfolgende der Verarbeitung des Empfangssignals dienende Schaltung von beiden Empfangselementen alternierend benutzt. Im Stand der Technik von dem die Erfindung ausgeht, wird dies dadurch realisiert, daß beide

Empfangselemente, hier Photodioden, abwechselnd von jeweils einem im elektrischen Weg hinter der Photodiode angeordneten elektronischen Schalter mit der Verarbeitungsstrecke verbunden werden.

Elektronische Schalter weisen nun jedoch den Nachteil auf, daß sie den Signalweg nicht wirklich vollständig unterbrechen, wie es beispielsweise bei mechanischen Schaltern der Fall ist. Die Folge daraus besteht bei der Schaltung gemäß dem Stand der Technik von dem die Erfindung ausgeht darin, daß ein ständiges "Übersprechen" des eigentlich abgeschalteten Signals auf das eingeschaltete Signal erfolgt und somit die Meßgenauigkeit reduziert wird.

Ein weiteres die Meßgenauigkeit bei bekannten Entfernungsmessgeräten nach dem Laufzeitprinzip beeinträchtigendes Problem liegt in der hohen Dynamik der Lichtsignale. Sowohl bei dem Dauerstrichverfahren als auch bei dem Pulsverfahren beeinflußt die Reflektionsfähigkeit des Meßobjektes sehr stark die Intensität des reflektierten Signales. Diese hohe Dynamik stellt an die die Signale verarbeitenden Verarbeitungsschaltungen extrem hohe Ansprüche.

Weiter besteht — nur bei den bekannten Entfernungsmessgeräten nach dem Dauerstrichverfahren — das Problem, daß durch die Umschaltung der Amplitudenmodulationsfrequenzen — welche aus den oben beschriebenen Gründen erfolgt — ein Phasendetektor, der die Phasendifferenz zwischen ausgesandtem und empfangenem Signal ermittelt, auf zwei unterschiedlichen, meist weit auseinanderliegenden Frequenzen arbeiten muß. Hierdurch kann nicht eine optimale Abstimmung des Phasendetektors auf eine feste Frequenz erfolgen, was eine reduzierte Meßgenauigkeit des Phasendetektors und damit der Entfernungsmessung zur Folge hat.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die Meßgenauigkeit der bekannten Entfernungsmessgeräte deutlich zu verbessern.

Das erfindungsgemäße Entfernungsmessgerät, bei dem die zuvor aufgezeigte Aufgabe gelöst ist, ist nach einer ersten Lehre der Erfindung dadurch gekennzeichnet, daß der Meßlichtempfänger und der Referenzlichtempfänger durch Vorspannung der jeweiligen Photodiode in Sperrichtung oder Durchlaßrichtung aktiviert oder deaktiviert sind.

Eine Photodiode liefert einen Photostrom proportional zur empfangenen Lichtleistung, der aufgrund der extremen Hochohmigkeit des Sperrzustandes im Normalbetrieb der Photodiode für die weitere Nutzung praktisch vollständig zur Verfügung steht. Bei einer Polung der Photodiode in Durchlaßrichtung verschwindet diese Sperrschicht vollständig. Beim Übergang der Photodiode vom Sperrzustand (z. B. 10 . . 20 Volt in Sperrichtung) in den Durchlaßzustand (bei z. B. 10 mA bzw. 0,8 Volt in Durchlaßrichtung) ändert sich der ohmsche Widerstand von einigen 10^6 Ohm in den Bereich von ca. 3—5 Ω . Damit wird die Photostromquelle praktisch kurzgeschlossen, so daß sie nach außen für die übrige Beschaltung nahezu unwirksam wird. Hierdurch wird das übersprechen des Signales von dem deaktivierten Lichtempfänger auf den aktivierten Lichtempfänger stark reduziert, man spricht auch von einem vergrößerten Störabstand.

Die Erfindung betrifft weiter ein Entfernungsmessgerät nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, mit mindestens einem eine Lichtwelle aussendendem Lichtsender, mit einem die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepulsgenerator und mit mindestens einem am Ende einer Lichtstrecke angeordneten ein Signal liefernden Lichtempfänger.

Die zuvor erläuterte Aufgabe ist nach einer zweiten Lehre der Erfindung bei einem beschriebenen Entfernungsmessgerät dadurch gelöst, daß ein die Leistung des jeweiligen Lichtsenders beeinflussender Regler die Amplitude des jeweiligen Signals auf einen vorgegebenen Wert regelt.

Als Folge einer bekannten Amplitude der Signale kann die nachfolgende Verarbeitungselektronik über einen sehr hohen Dynamikbereich der reflektierten Lichtintensität präzise arbeiten. Der Regler fängt die Amplitudenschwankungen auf.

Die Erfindung betrifft weiter ein Entfernungsmessgerät nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, mit mindestens einem die Lichtwelle aussendendem Lichtsender, mit einem die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepulsgenerator, mit mindestens einem am Ende einer Lichtstrecke angeordneten, ein Signal liefernden Lichtempfänger, mit einem ein Mischsignal erzeugenden Mischsignalgenerator, mit einem das Mischsignal mit einem Signal mischenden ersten Mischer, mit einem das Mischsignal mit dem Amplitudenmodulationssignal mischenden zweiten Mischer und mit einem die Phasendifferenz zwischen Signal und dem Amplitudenmodulationssignal bestimmenden Phasendifferenzdetektor, wobei der Sendepulsgenerator alternierend zwei Amplitudenmodulationsfrequenzen liefert.

Die zuvor erläuterte Aufgabe ist nach einer dritten Lehre der Erfindung bei einem beschriebenen Entfernungsmessgerät dadurch gelöst, daß entweder die Mischfrequenz der Hälfte der Differenz beider Amplitudenmodulationsfrequenzen entspricht oder die Mischfrequenz und die Amplitudenmodulationsfrequenz alternierend vertauscht werden.

Infolge der vorgeschlagenen Wahl der Verhältnisse von Mischfrequenz zu den Amplitudenmodulationsfrequenzen ergibt sich, daß in dem Gesamtsignal nach dem Mischer immer eine Komponente mit einer einheitlichen Gesamtfrequenz enthalten ist. Dies ermöglicht es dem Phasendifferenzdetektor auch bei unterschiedlichen Amplitudenmodulationsfrequenzen auf einer festen Frequenz, zu arbeiten. Dadurch ergibt sich der Vorteil, daß der Phasendifferenzdetektor genau nur auf diese eine Frequenz abgestimmt werden muß, woraus wiederum eine erhöhte Meßgenauigkeit resultiert. Durch das "Heruntermischen" der höheren Amplitudenmodulationsfrequenz ergibt sich außerdem, daß der Phasendetektor nur eine reduzierte Genauigkeit aufweisen muß, da eine identische Phasenverschiebung bei dem "heruntergemischten" Signal einer größeren Zeitspanne entspricht.

In der Zeichnung zeigen

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines gemäß einer ersten bzw. zweiten Lehre der Erfindung,

Fig. 2 ein teilweise schematisiertes Funktionsschaltbild eines Entfernungsmessgerätes,

Fig. 3a) und b) eine erste bzw. zweite Ausführungsform einer Lichtempfangsschaltung eines Entfernungsmessgerätes gemäß einer ersten Lehre der Erfindung und

Fig. 4 eine ein Entfernungsmessgerät gemäß einer dritten Lehre der Erfindung ergebende Erweiterung des Blockschaltbildes gemäß Fig. 1.

Das in Fig. 1 dargestellte Entfernungsmessgerät 1 gemäß der ersten Lehre der Erfindung — das Entfernungsmessgerät 1 gemäß der zweiten Lehre der Erfindung ergibt sich nach Durchziehen der gestrichelten Verbindungslinien — arbeitet nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen. Weiterhin wird ohne daß dies als Einschränkung zu begreifen ist — immer von Lichtwellen gesprochen.

Mit dem erfindungsgemäßen Entfernungsmessgerät 1 wird die Entfernung zwischen dem Entfernungsmessgerät 1 und einem Meßobjekt 2 mittels der Bestimmung der Laufzeit von Lichtwellen vom Entfernungsmessgerät 1 zum Meßobjekt 2 und zurück bestimmt. Hierzu weist das Entfernungsmessgerät 1 einen eine Lichtwelle aussendenden Lichtsender 3, einen die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepulsgenerator 4, zwei am Ende einer Lichtstrecke angeordnete, ein Signal liefernde Lichtempfänger 5, 6 eine die Signale verarbeitende Verarbeitungsstrecke 7 und einen die Signale im Gegentakt — also abwechselnd — auf die Verarbeitungsstrecke schaltenden Umschaltgenerator 8 auf.

Bei dem erfindungsgemäßen Entfernungsmessgerät 1 ist ein am Ende einer Meßlichtstrecke angeordneter, ein Meßsignal liefernder Meßlichtempfänger 5 und ein am Ende einer Referenzlichtstrecke angeordneter, ein Referenzsignal liefernder Referenzlichtempfänger 6 vorgesehen. Damit ist hier die Kombination aus einem Lichtsender 3 und zwei Lichtempfängern 5, 6 beschrieben und dargestellt. Denkbar ist ebenso die Kombination aus zwei Lichtsendern aus zwei Lichtempfängern.

Wie in Fig. 1 dargestellt, werden die jeweiligen Empfangselemente des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6 als Photodioden 10, 11 ausgeführt. Die verwandten Photodioden 10, 11 sind vorzugsweise so auszuwählen, daß ihre spektrale Empfindlichkeit ein Maximum im Bereich der Frequenz der von dem Lichtsender 3 ausgesuchten Lichtwelle aufweist. Als Lichtsender wird im vorliegenden Fall wegen der erforderlichen Pulsenergie beim Dauerstrichverfahren vorzugsweise eine Leuchtdiode eingesetzt. Es ist jedoch wie beim Pulsverfahren möglich, diese Leuchtdiode durch eine Laserdiode zu ersetzen.

Während in Fig. 1 nur angedeutet ist, daß der Meßlichtempfänger 5 und der Referenzlichtempfänger 6 gemäß der ersten Lehre der Erfindung durch Vorspannung der jeweiligen Photodiode 10, 11 in Sperrrichtung oder Durchlaßrichtung aktiviert oder deaktiviert wird, zeigt dies Fig. 2 deutlich. Durch die antivalente Ausgabe von positiven oder negativen Spannungen an beiden Ausgängen des Umschaltgenerators 8 werden die beiden Photodioden 10, 11 antivalent in Durchlaßrichtung oder in Sperrrichtung gepolt.

Die bisherigen Erläuterungen waren sowohl für erfindungsgemäße Entfernungsmessgeräte nach dem Dauerstrichverfahren als auch nach dem Pulsverfahren gültig. Die weiteren Erläuterungen beziehen sich nunmehr lediglich auf erfindungsgemäße Entfernungsmessgeräte nach dem Dauerstrichverfahren, dies soll jedoch nicht als Einschränkung der Lehre des ersten Lösungsbeispiels auf Entfernungsmessgeräte nach dem Dauerstrichverfahren verstanden werden. Es soll weiter noch angemerkt werden, daß eine Anwendung des Schaltens der Lichtempfänger durch Aktivieren oder Deaktivieren der Photodiode auch in anderen mit Lichtwellen arbeitenden Geräten, z. B. Lichtschranken, denkbar ist. Hierbei kann unter Umständen auch die Anordnung einer einzelnen Photodiode sinnvoll sein.

Das Ziel der ersten Lehre der Erfindung ist es, den Einfluß von Bauteildriften auf die Genauigkeit der Entfernungsmessung zu vermeiden. Da der Meßlichtempfänger 5 und der Referenzlichtempfänger 6 separat aufgebaut sind, müssen diese zur zusätzlichen Vermeidung unterschiedlichen Driftverhaltens möglichst identisch aufgebaut sein. Diese Forderung ist für alle Bauteile des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6 gültig.

Der Meßlichtempfänger 5 und der Referenzlichtempfänger 6 weisen nun zu den Photodioden 10, 11 zusätzlich je einen Signalverstärker 12, 13 auf. Die Signalverstärker 12, 13 werden hierbei gleichzeitig mit den Photodioden 10, 11 von dem Umschaltsignal des Umschaltgenerators 8 aktiviert bzw. deaktiviert. Die Signalverstärker 12, 13 sorgen einerseits für eine Verstärkung des Meßsignals und des Referenzsignals, andererseits vergrößern sie dadurch, daß sie zusätzlich zu den Photodioden 10, 11 von dem Umschaltsignal des Umschaltgenerators 8 aktiviert bzw. deaktiviert werden für eine weitere Vergrößerung des Störabstandes zwischen dem aktivierten Lichtempfänger und dem deaktivierten Lichtempfänger.

Der wesentliche Bestandteil der Signalverstärker 12, 13 besteht aus je einem Verstärkertransistor. Die erste Alternative besteht darin, den Verstärkertransistor als Bipolartransistor 14, 15 auszuführen. Diesem Bipolartransistor 14, 15 wird nun jeweils ein frequenzabhängiger Basisvorwiderstand vorgeschaltet. Dabei hat dieser Basisvorwiderstand die Eigenschaft, einen hohen Gleichstromwiderstand aufzuweisen und bei der Amplitudenmodulationsfrequenz des Amplitudenmodulationssignals einen besonders geringen Wechselstromwiderstand aufzuweisen. Der Basisvorwiderstand ist notwendig, um einen zu hohen Basisstrom, verursacht durch das anliegende Umschaltsignal, zu verhindern. Gleichzeitig soll jedoch die mit der Amplitudenmodulationsfrequenz anliegende Photospannung der Photodioden 10, 11 möglichst ungehindert zwischen Basis und Emitter der Bipolartransistoren 14, 15 anliegen. Die zweite Alternative besteht darin, die Verstärkertransistoren als Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 auszubilden. Besonders vorteilhaft ist es hierbei, ein Gate des jeweiligen Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 separat mit dem Umschaltgenerator 8 zu verbinden. Durch diese Maßnahme erreicht man, daß der deaktivierte Lichtempfänger einen weiter erhöhten Störabstand zu dem aktivierten Lichtempfänger aufweist.

Weiter wird das erfindungsgemäße Entfernungsmessgerät 1 dahingehend ausgeführt, daß sowohl der Meßlichtempfänger 5 als auch der Referenzlichtempfänger 6 je ein frequenzselektives Netzwerk aufweisen. Dieses frequenzselektive Netzwerk sorgt zunächst für eine — wenn auch relativ breitbandige — Filterung der Rausch-

anteile des Meßsignals bzw. des Referenzsignals. Weiter sorgt ein frequenzselektives Netzwerk bei entsprechender Anpassung an den Signalverstärker 12, 13 für ein günstiges Rauschverhalten und konstante Arbeitspunkte der Verstärkertransistoren. Das frequenzselektive Netzwerk ist so auszuführen, daß es nur minimale Driften verursacht.

Eine Ausführung des frequenzselektiven Netzwerkes, die sämtliche gestellten Anforderungen gut erfüllt, ist die als kurzgeschlossene $\lambda/4$ Leitung 18, 19. Zur Abstimmung des gesamten Lichtempfängers 5, 6 kann es sinnvoll sein, die $\lambda/4$ Leitung mit einer geringfügig von $\lambda/4$ abweichenden Länge auszuführen. Weiter kann das frequenzselektive Netzwerk in Form eines bedämpften Schwingkreises 20, 21 ausgeführt sein, wie er in Fig. 2 angedeutet ist. Um hierbei eine temperaturabhängige Drift zu vermeiden, werden die Induktivitäten in den bedämpften Schwingkreisen 20, 21 jeweils in Form einer Luftspule 22, 23 ausgebildet. Durch die Verwendung einer Luftspule 22, 23 statt einer Spule mit ferromagnetischem Material wird eine Temperaturabhängigkeit der Induktivität der Spule vermieden.

Beide Signalwege werden nach Verlassen des Meßlichtempfängers 5 bzw. des Referenzlichtempfängers 6 auf der Verarbeitungsstrecke 7 zusammengeführt. Hier wird das jeweilige Signal zunächst in einem Schmalbandverstärker 24 von Rauschteilen neben der Amplitudenmodulationsfrequenz befreit und gleichzeitig verstärkt. Die schmalbandige Filterung erfolgt erst auf der von beiden Signalen gleichermaßen durchlaufenen Verarbeitungsstrecke 7, da die Gruppenlaufzeit der Signale mit zunehmender Schmalbandigkeit stärker von den Eigenschaften des Signalweges abhängt, somit also auch einer stärkeren Driftneigung unterliegt. Dies spielt bei den mit der Umschaltfrequenz abwechselnd auf die Verarbeitungsstrecke geschalteten Meßsignale bzw. Referenzsignale durch die Verwendung einer gemeinsamen Verarbeitungsstrecke 7 keine Rolle mehr.

Ähnliches gilt für den ebenfalls in der Verarbeitungsstrecke 7 angebrachten Begrenzerverstärker 25. Der Begrenzerverstärker 25 verstärkt das Meßsignal bzw. das Referenzsignal weiter und begrenzt dabei die Amplitude auf eine unter der durch die Verstärkung erreichten Maximalamplituden liegende Grenzamplitude und liefert so ein einem Rechtecksignal angenähertes Signal.

Weiter weist das Entfernungsmeßgerät 1 einen die Phasendifferenz zwischen dem Amplitudenmodulationssignal und dem Meßsignal oder dem Referenzsignal bestimmenden Phasendifferenzdetektor 26 auf. Dieser Phasendifferenzdetektor 26 liefert die jeweiligen Phasendifferenzen zwischen dem Amplitudenmodulationssignal und dem Meßsignal oder dem Amplitudenmodulationssignal und dem Referenzsignal an eine die Ergebnisse des Phasendetektors speichernde und ein Meßresultat ausgebende Auswerteeinheit 27. Die Auswerteeinheit 27 ist mit dem Umschaltgenerator 8 verbunden, so daß sie über das Umschaltsignal feststellen kann, welche Phasendifferenz hier der Phasendifferenzdetektor 26 gerade liefert. Die Ausgabe des Meßresultates von der Auswerteeinheit 27 kann entweder über ein direkt angeschlossenes Display erfolgen oder über eine Schnittstelle an eine mikroprozessorgesteuerte Zentraleinheit.

Im folgenden wird der elektrische Ablauf beim Aktivieren bzw. Deaktivieren der Lichtempfänger 5, 6 anhand der Fig. 2 näher beschrieben. Der Umschaltgenerator liefert an seinen beiden Ausgängen antivalent ein positives bzw. ein negatives Potential gegen Masse. Die Umschaltflanke von dem positiven Signal auf das negative Signal wird in den vollständig symmetrisch aufgebauten Lichtempfängern zunächst von je einem aus Kondensatoren 28, 29 und Widerständen 30, 31 gebildeten Tiefpaßfilter geglättet. Liegt nun ein positives Signal an der Katode der Photodiode 10, 11, so ist die Photodiode 10, 11 somit gesperrt, also aktiviert.

Dabei ist maßgeblich, daß die Anode der Photodiode 10, 11 über die kurzgeschlossene $\lambda/4$ Leitung 18, 19 gleichspannungsmäßig an Masse liegt. Bei dem jeweils anderen Lichtempfänger liegt gleichzeitig eine negative Spannung an der Katode der Photodiode 11, 10 an. Somit ist die Photodiode 11, 10 über die kurzgeschlossene $\lambda/4$ Leitung 18, 19 in Durchlaßrichtung gepolt, also deaktiviert. Die an der Katode der aktivierten Photodiode 10, 11 anliegende positive Spannung liegt über den aus den Widerständen 32, 33 gebildeten Basisvorständen an der Basis des jeweiligen Bipolartransistors 14, 15 an, da die Kondensatoren 28, 29 gleichspannungsmäßig einen unendlichen Widerstand darstellen. Da der Emmitter des Bipolartransistors 14, 15 ebenfalls über den Mantel eines, die $\lambda/4$ Leitung bildenden, Koaxialkabels mit Masse verbunden ist, ist der Bipolartransistor 14, 15 somit "aktiviert". Die von der Photodiode 10, 11 empfangene Lichtintensität wird somit in ein Hochfrequenzsignal umgewandelt und gelangt über den Kondensator 34, 35 zwischen der Anode der Photodiode 10, 11 und der Basis des Bipolartransistors 14, 15 zu dem jeweiligen Bipolartransistor 14, 15 und wird dort verstärkt. Hierbei liegt die Katode der Photodiode 10, 11 über den mit dem Mantel des Koaxialkabels verbundenen Kondensator 28, 29 wechsellspannungsmäßig auf Masse. Umgekehrt liegt der Fall, wenn an der Basis des Bipolartransistors 15, 16 über den Basisvorwiderstand eine negative Spannung anliegt. Dann nämlich ist der Bipolartransistor 15, 16 gesperrt, also "deaktiviert". Die Kollektoren der Bipolartransistoren 14, 15 sind direkt miteinander verbunden. Dieser Verbindungspunkt ist wieder mit dem Emmitter eines Transistors 36 verbunden, dessen Basis mit dem Pluspol einer Gleichspannungsquelle 37 verbunden ist und dessen Kollektor einerseits mit dem Schmalbandverstärker 24 und dem Begrenzerverstärker 25 verbunden ist und andererseits über die Parallelschaltung einer Spule 38 und eines Kondensators 39 mit dem Pluspol einer Versorgungsgleichspannungsquelle verbunden ist.

Im folgenden werden anhand der Fig. 3a) und b) zwei Ausführungsbeispiele der elektrischen Schaltung des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6 beschrieben.

Fig. 3a) zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel für eine Schaltung des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6 in Bipolartechnik. Der Schaltungsaufbau ist bis auf eine später noch beschriebene Ausnahme bis zum Verbindungspunkt der Kollektoren der Bipolartransistoren 14, 15 vollständig symmetrisch. In der vorliegenden Schaltung sind die Emmitter der Bipolartransistoren 14, 15 über eine Parallelschaltung aus jeweils einem Kondensator 40, 41 und jeweils einem Widerstand 42, 43 mit Masse verbunden. Die jeweilige Basis der Bipolartransistoren 14, 15 ist über Widerstände 44, 45 mit den Katoden der Photodioden 10, 11 verbunden. Die Anoden der Photodioden 10, 11 sind einerseits über kurzgeschlossene $\lambda/4$ Leitungen 18, 19 mit Masse verbunden und andererseits über Kondensatoren 46, 47 mit den Basen der Bipolartransistoren 14, 15 verbunden. Außerdem

ist die Anode der Photodioden 10, 11 über jeweils einen Kondensator 48, 49, der hier jeweils im wesentlichen die parasitären Kapazitäten der Photodioden 10, 11 repräsentiert, mit der jeweiligen Katode der Photodioden 10, 11 verbunden. An der Katode der Photodioden 10, 11 liegt über Widerstände 50, 51 das positive Potential einer Versorgungsgleichspannungsquelle an. Gleichzeitig ist die Katode der Photodioden 10, 11 jeweils über Kondensatoren 52, 53 mit Masse verbunden. Weiter ist die Katode der Photodioden 10, 11 mit dem Kollektor je eines Transistors 54, 55 verbunden. Die Basis der Transistoren 54, 55 ist über jeweils einen Widerstand 56, 57 mit jeweils einem der Ausgänge des Umschaltgenerators B verbunden. Gleichzeitig ist die Basis der Transistoren 54, 55 jeweils über Kondensatoren 58, 59 mit Masse verbunden. Die Emittoren beider Transistoren 54, 55 sind über zwei Widerstände 60, 61 miteinander verbunden. Die Verbindung der beiden Widerstände 60, 61 ist gleichzeitig über einen Kondensator 62 mit Masse und über eine Konstantstromquelle 63 mit dem negativen Potential einer Versorgungsgleichspannungsquelle verbunden. Die bereits angesprochene Unsymmetrie besteht nun darin, daß der mit dem positiven Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle verbundene Widerstand 51 über einen Widerstand 64 mit der Basis eines Transistors 65 verbunden ist, wobei der Emittor des Transistors 65 mit dem Verbindungspunkt der Kollektoren der Bipolartransistoren 14, 15 und über einen Widerstand 66 mit dem positiven Potential der Versorgungsspannungsquelle verbunden ist. Weiter ist die Basis des Transistors 65 über eine Parallelschaltung eines Widerstandes 67 und eines Kondensators 68 mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 65 ist über einen aus einer Spule 69 einem Widerstand 70 und einem Kondensator 71 bestehenden bedämpften Schwingkreis mit dem negativen Pol der Versorgungsgleichspannungsquelle verbunden. Außerdem ist der Kollektor des Transistors 65 weiter mit der Verarbeitungsstrecke 7 verbunden.

Fig. 3b) zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel für eine Schaltung des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6 mit Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 als Verstärkertransistoren. Der Schaltungsaufbau ist wiederum bis auf eine später noch beschriebene Ausnahme bis zum Verbindungspunkt des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6 symmetrisch. Das jeweils erste Gate der Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 ist jeweils mit der Anode der Photodioden 10, 11 verbunden. Die Anode der Photodiode 10, 11 ist außerdem jeweils über eine Parallelschaltung einer Spule 72, 73 und eines Kondensators 74, 75 mit Masse verbunden. Weiter ist die Katode der Photodioden 10, 11 jeweils über einen Kondensator 76, 77 mit Masse verbunden. Die Anode der Photodioden 10, 11 ist weiter über jeweils einen Widerstand 78, 79 mit dem Kollektor eines Transistors 80, 81 verbunden. Das zweite Gate der Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 ist über jeweils einen Widerstand 82, 83 mit dem jeweiligen Kollektor des Transistors 80, 81 verbunden. Weiter ist das zweite Gate der Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 über jeweils einen Kondensator 84, 85 und über jeweils eine Reihenschaltung aus einem Widerstand 86, 87 und einer mit ihrer Anode mit dem Widerstand 86, 87 verbundenen Diode 88, 89 mit Masse verbunden. Der Kollektor des Transistors 80, 81 ist außerdem jeweils über einen Widerstand 90, 91 mit dem positiven Potential einer Versorgungsgleichspannungsquelle verbunden. Weiter ist der Kollektor der Transistoren 80, 81 über jeweils einen Kondensator 92, 93 mit Masse verbunden. Die Source der Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 ist jeweils direkt mit Masse verbunden. Die Drain der Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 ist jeweils über eine Parallelschaltung einer Spule 94, 95 eines Kondensators 96, 97 und eines Widerstandes 98, 99 und jeweils die Parallelschaltung eines Kondensators 100, 101 zweier hintereinander geschalteten Dioden 102, 103, 104, 105 und einem Widerstand 106, 107 und jeweils einem Kondensator 108, 109 mit Masse verbunden. Weiter ist die Drain der Dual-Gate-MOSFET's 16, 17 mit der Basis jeweils eines Transistors 110, 111 verbunden. Die Emittoren der Transistoren 110, 111 liegen jeweils über eine Reihenschaltung aus einem Widerstand 112, 113 und einem Kondensator 114, 115 an Masse und gleichzeitig über jeweils einen Widerstand 116, 117 an dem positiven Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle. Die Kollektoren der Transistoren 110, 111 sind unmittelbar miteinander verbunden, diese Verbindung ist wiederum mit dem Emittor eines Transistors 118 verbunden. Die Basis des Transistors 118 ist über einen Widerstand 119 mit dem positiven Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle einen Widerstand 120 mit Masse und einem Kondensator 121 ebenfalls mit Masse verbunden. Weiter ist der Kollektor des Transistors 118 über eine Parallelschaltung eines Kondensators 122 und einer ersten Spule eines Übertragers 123 mit Masse verbunden. Die zweite Spule des Übertragers 123 ist über abgeschirmte Kabel mit dem Schmalbandverstärker 24, dieser mit dem Begrenzerverstärker 25, dieser mit dem Phasendetektor 26 und dieser mit der Auswerteeinheit 27 verbunden. Zurückkommend zur eigentlichen Elektronik des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6 sind die Emittoren der beiden Transistoren 80, 81 über zwei Widerstände 124, 125 miteinander verbunden. Die beiden Transistoren 80, 81 bilden in der angegebenen Beschaltung einen unsymmetrisch angesteuerten Differenzverstärker zur gegenphasigen Aktivierung bzw. Deaktivierung des Meßlichtempfängers 5 und des Referenzlichtempfängers 6. Der Verbindungspunkt der beiden Widerstände 124, 125 ist einerseits über einen Kondensator 126 mit Masse verbunden und gleichzeitig über einen relativ hochohmigen Widerstand 127 mit dem negativen Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle verbunden, wobei das negative Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle gleichzeitig über einen Elektrolytkondensator 128 mit Masse verbunden ist. Die angesprochene Unsymmetrie bezieht sich nun auf die Ansteuerung der Basen der Transistoren 80, 81. Die Basis des Transistors 80 ist über Widerstände 129, 130, 131 mit Masse verbunden, wobei der Widerstand 129 mit seiner von der Basis des Transistors 80 abgewandten Seite außerdem über einen Kondensator 132 mit Masse verbunden ist. Zusätzlich ist der Widerstand 129 mit seiner von der Basis des Transistors 80 abgewandten Seite über einen Widerstand 133 mit dem negativen Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle verbunden. Dahingegen ist die Basis des Transistors 81 über einen Widerstand 134 und einen Kondensator 135 mit Masse verbunden. Dabei ist die der Basis des Transistors 81 abgewandte Seite des Widerstandes 134 außerdem mit dem Kollektor eines Transistors 136 und über zwei Widerstände 137, 138 mit dem negativen Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle verbunden. Der Emittor des Transistors 136 ist über einen Widerstand 139 einerseits mit dem positiven Potential der Versorgungsgleichspannungsquelle, andererseits über einen zusätzlichen Kondensator 140 mit Masse verbunden. Die Basis des Transistors 136 ist über einen Widerstand 141 und einen Kondensator 142 mit Masse verbunden, wobei der Verbindungspunkt des

Widerstandes 141 des Kondensators 142 gleichzeitig mit dem Ausgang des Umschaltgenerators 8 verbunden ist.

Fig. 1 zeigt weiterhin nach Durchziehen der gestrichelt dargestellten Verbindungslinien ein Blockschaltbild eines Entfernungsmessgerätes 1 nach einer zweiten Lehre der Erfindung. Auch für die zweite Lehre der Erfindung gilt das bereits für die erste Lehre der Erfindung Gesagte, daß es sich bei dem mit Hilfe des Blockschaltbildes dargestellten Entfernungsmessgeräts 1 zwar um ein solches nach dem Dauerstrichverfahren handelt, die zweite Lehre der Erfindung jedoch ebenso wie die erste Lehre der Erfindung auf ein Entfernungsmessgerät 1 nach dem Pulsverfahren übertragbar ist.

Gemäß der zweiten Lehre der Erfindung ist ein die Leistung des jeweiligen Lichtsenders 3 beeinflussender Regler 143 vorgesehen, der die Amplitude des jeweiligen Signals auf einen vorgegebenen Wert — den Sollwert — regelt. In Fig. 1 nicht dargestellt ist ein die Regelgröße des Reglers 143 liefernder Spitzenwertdetektor. Dieser ist im Fall des vorliegenden Blockschaltbildes vorzugsweise hinter dem Schmalbandverstärker 24 angeordnet. Somit wird zum einen der Einfluß von Rauschteilen auf die Spitzenwertbildung vermieden, zum anderen liegt ein hoher, leicht zu verarbeitender Signalpegel vor. Die Stellgröße des Reglers 143 bildet der Verstärkungsfaktor eines die Leistung des Lichtsenders 3 bestimmenden Verstärkers 144. Im Ergebnis sorgt also der Regler 143 für einen konstant hohen Signalpegel bereits am Lichtempfänger und demzufolge auch in den nachfolgenden Verarbeitungseinheiten. Die zweite Lehre der Erfindung führt nicht nur zu einer Verbesserung eines Entfernungsmessgerätes 1 mit einem Lichtsender und zwei Lichtempfängern, sondern ist analog ebenso auf Entfernungsmessgeräte mit zwei Lichtsendern und einem Lichtempfänger, zwei Lichtsendern und zwei Lichtempfängern und auch auf Entfernungsmessgeräte mit einem Lichtsender und einem Lichtempfänger anwendbar.

Weiterhin kann der Regler 143 sowohl als Proportional-, Proportional-Integral- und Proportional-Integral-Differential-Regler ausgeführt werden.

Besonders vorteilhaft wird ein Entfernungsmessgerät 1 gemäß der zweiten Lehre der Erfindung dadurch ausgestaltet, daß der Regler 143 den Verstärkungsfaktor erst nach Verstreichen einer Vielzahl von Modulationsperioden verändert. Durch diese Maßnahme erreicht man, daß statische Einflüsse auf den Regelvorgang durch ein Hintergrundrauschen stark vermindert werden.

Bei einem Entfernungsmessgerät 1 mit zwei Lichtsendern oder zwei Lichtempfängern erfährt das Entfernungsmessgerät 1 eine besonders vorteilhafte Ausgestaltung dadurch, daß die Verstärkungsfaktoren für das Anliegen des Meßsignals oder des Referenzsignals, allgemein zweier aus unterschiedlichen Signalwegen stammenden Signale, von dem Regler 143 speicherbar sind. Diese Maßnahme wird besonders vorteilhaft dadurch ergänzt, daß die gespeicherten Verstärkungsfaktoren von dem Umschaltgenerator 8, der die Umschaltung zwischen den beiden Signalwegen bestimmt, abrufbar sind. Da die Lichtsignale im vorliegenden Fall am Eingang der Lichtempfänger 5, 6 im allgemeinen unterschiedliche Intensitäten aufweisen und insbesondere das Meßlichtsignal besonders starken zeitlichen Schwankungen unterworfen ist, wird durch diese Maßnahmen gewährleistet, daß der Regler 143 in sehr kurzen Zeiträumen nach dem Umschalten von einem Signalweg auf einen anderen Signalweg den gewünschten Amplitudenwert einregelt.

Ersetzt man in Fig. 1 die Verarbeitungsstrecke 7 des erfindungsgemäßen Entfernungsmessgerätes 1 durch die in Fig. 4 dargestellte Verarbeitungsstrecke 71 so erhält man ein Entfernungsmessgerät 1 gemäß einer dritten Lehre der Erfindung.

Zusätzlich zu den bereits genannten Elementen des Blockschaltbildes in Fig. 1 ist bei dem Entfernungsmessgerät 1 gemäß der dritten Lehre der Erfindung ein ein Mischsignal erzeugender Mischsignalgenerator 145, ein das Mischsignal mit einem Signal mischender erster Mischer 146 und ein das Mischsignal mit dem Amplitudenmodulationssignal mischender zweiter Mischer 147 vorgesehen. Von besonderer Bedeutung, ist bei dem Entfernungsmessgerät gemäß der dritten Lehre der Erfindung die Tatsache, daß der Sendepulsgenerator 4 alternierend zwei verschiedene Amplitudenmodulationsfrequenzen liefert. Dies dient, wie bereits oben erwähnt, dazu, zunächst eine grobe und danach eine feine Entfernungsbestimmung durchzuführen. Erfindungsgemäß ist nun das Entfernungsmessgerät 1 dadurch besonders verbessert, daß entweder die Mischfrequenz des Mischsignals der Hälfte der Differenz beider Amplitudenmodulationsfrequenzen entspricht oder alternativ die Mischfrequenz und die Amplitudenmodulationsfrequenz alternierend vertauscht werden. Der Vorteil der erfindungsgemäßen Wahl der Mischfrequenzen bzw. der Amplitudenmodulationsfrequenzen wird besonders deutlich anhand der mathematischen Beschreibung des Mischvorgangs:

$$\sin w_1 t + \sin w_2 t = 2 \sin \frac{w_1 + w_2}{2} t \cdot \cos \frac{w_1 - w_2}{2} t \quad (\text{Gl. 1})$$

Es wird also durch die erfindungsgemäße Wahl der Mischfrequenzen und der Amplitudenmodulationsfrequenzen gewährleistet, daß in dem Frequenzgemisch nach dem Mischer 146 bzw. dem Mischer 147 unabhängig von der jeweils anliegenden Amplitudenmodulationsfrequenz ein Anteil mit einer konstanten Gesamtfrequenz vorliegt. Durch diese Maßnahme wird, wie bereits erwähnt, gewährleistet, daß der Phasendifferenzdetektor 26 unabhängig von der Amplitudenmodulationsfrequenz auf der Gesamtfrequenz arbeiten kann.

Das Entfernungsmessgerät 1 gemäß der dritten Lehre der Erfindung wird weiter dadurch verbessert, daß das Meßsignal oder das Referenzsignal vor dem Mischer 146 einen die übereinstimmende nach dem Mischen vorhandenen Gesamtfrequenz filternden Filter 148 durchläuft. Da es sich, wie aus Gl. 1 ersichtlich, bei der Gesamtfrequenz stets um eine Frequenz verschieden von beiden Amplitudenmodulationsfrequenzen handelt, führt eine Reduzierung des Anteils der Gesamtfrequenz in dem zum Teil verbrauchten Eingangssignal durch den Filter 148 vor dem Mischer 146 zu einer Verbesserung der Signalgüte des Signalteils mit der Gesamtfrequenz nach dem Mischer 146. Nach dem Mischer 146 wird das Signal wiederum von einem Schmalbandverstärker

verstärkt, der jedoch nicht wie beim Entfernungsmeßgerät 1 gemäß der ersten Lehre der Erfindung auf die Amplitudenmodulationsfrequenzen abgestimmt ist, sondern auf die Gesamtfrequenz des Mischsignals.

Eine Verbesserung bekannter Entfernungsmeßgeräte gemäß der dritten Lehre der Erfindung ist grundsätzlich nur bei Entfernungsmeßgeräten nach dem Dauerstrichverfahren möglich. Eine Einschränkung hinsichtlich der Verwendung von einem oder zwei Lichtsender und einem oder zwei Lichtempfängern besteht hingegen nicht.

Abschließend soll noch eine Verbesserung des Umschaltgenerators 8 eingeführt werden, welche Entfernungsmeßgeräte betrifft, die nach einer oder mehreren der diskutierten drei Lehren verbessert worden sind. Der Umschaltgenerator 8 arbeitet im allgemeinen mit einer konstanten Umschaltfrequenz. Diese Umschaltfrequenz ist im Vergleich zur Amplitudenmodulationsfrequenz wesentlich geringer. Eine besonders vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Entfernungsmeßgeräte ergibt sich daraus, den Schaltzustand des Umschaltgenerators 8 dem Meßsignal und dem Referenzsignal zu überlagern. Diese Überlagerung ist in der ersten Ausführungsform gemäß der ersten Lehre der Erfindung, dargestellt in Fig. 3a), durch die Verbindung des Referenzlichtempfängers 6 über den Widerstand 64 und den Transistor 65 mit dem Summationspunkt der beiden Bipolartransistoren 14, 15 gewährleistet. Die Überlagerung des Schaltzustandes des Umschaltgenerators 8 auf das Meßsignal bzw. das Referenzsignal gewährleistet, daß der Phasendifferenzdetektor 26 anhand des einlaufenden Signals erkennen kann, ob es sich bei diesem um das Meßsignal oder um das Referenzsignal handelt. Etwaige Zeitverzögerungen in der Übermittlung des Umschaltsignals auf anderen Wegen zum Phasendifferenzdetektor 26 und damit verbundene Auswertungsungenauigkeiten durch die Vermischung beider Signale werden somit vermieden.

Eine weitere Verbesserung des Umschaltvorganges wird dadurch gewährleistet, daß eine Glättung des Umschaltsignals, das von einem Logikkreis erzeugt wird und somit sehr steile Flanken aufweist, vor dem Meßlichtempfänger 5 und dem Referenzlichtempfänger 6 durch je einen Tiefpaß 28, 30, 29, 31 geglättet wird. Diese Glättung wird so durchgeführt, daß keine Wechselwirkung des Umschaltsignals mit den eingestrahnten Modulationsfrequenzen erfolgen kann, das Umschaltsignal also eine möglichst geringe Störung des Meßvorganges zur Folge hat.

Patentansprüche

1. Entfernungsmeßgerät nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, mit mindestens einem, eine Lichtwelle aussendenden Lichtsender, mit einem die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepulsgenerator, mit mindestens zwei am Ende einer Lichtstrecke angeordneten, ein Signal liefernden Lichtempfängern, mit einer ein Signal verarbeitenden Verarbeitungsstrecke und mit einem die Signale im Gegentakt auf die Verarbeitungsstrecke schaltenden Umschaltgenerator, wobei ein am Ende einer Meßlichtstrecke angeordneter, ein Meßsignal liefernder Meßlichtempfänger vorgesehen ist, ein am Ende einer Referenzlichtstrecke angeordneter, ein Referenzsignal liefernder Referenzlichtempfänger vorgesehen ist und das Empfangselement des Meßlichtempfängers und des Referenzlichtempfängers aus je einer Photodiode besteht, dadurch gekennzeichnet, daß der Meßlichtempfänger (5) und der Referenzlichtempfänger (6) durch Vorspannung der jeweiligen Photodiode (10, 11) in Sperrrichtung oder Durchlaßrichtung aktiviert oder deaktiviert sind.
2. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Meßlichtempfänger (5) und der Referenzlichtempfänger (6) je einen Signalverstärker (12, 13) aufweisen.
3. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalverstärker (12, 13) des Meßlichtempfängers (5) und des Referenzlichtempfängers (6) gleichzeitig mit den jeweiligen Photodioden (10, 11) aktiviert oder deaktiviert werden.
4. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalverstärker (12, 13) im wesentlichen in Form je eines Verstärkertransistors ausgebildet sind.
5. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Verstärkertransistor als Bipolartransistor (14; 15) ausgebildet ist.
6. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß dem Bipolartransistor (14; 15) ein Basisvorwiderstand vorgeschaltet ist.
7. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Verstärkertransistor als Dual-Gate-MOSFET (16; 17) ausgebildet ist.
8. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß ein Gate des Dual-Gate-MOSFET (16; 17) separat mit dem Umschaltgenerator (8) verbunden ist.
9. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß der Meßlichtempfänger (5) und der Referenzlichtempfänger (6) je ein frequenzselektives Netzwerk aufweisen.
10. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß das frequenzselektive Netzwerk als kurzgeschlossene $\lambda/4$ Leitung (18; 19) ausgeführt ist.
11. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß das frequenzselektive Netzwerk als bedämpfter Schwingkreis (20; 21) ausgeführt ist.
12. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Induktivität in dem als bedämpfter Schwingkreis (20; 21) ausgeführten frequenzselektiven Netzwerk in Form einer Luftspule (22; 23) ausgebildet ist.
13. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Verarbeitungsstrecke (7) einen Schmalbandverstärker (24) aufweist.
14. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß die Verarbeitungsstrecke (7) einen Begrenzerverstärker (25) aufweist.
15. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet, daß das Entfer-

nungsmeßgerät (1) einen die Phasendifferenz zwischen Amplitudenmodulationssignal und Meßsignal oder Referenzsignal bestimmenden Phasendifferenzdetektor (26) aufweist.

16. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß das Entfernungsmessgerät (1) eine die Ergebnisse des Phasendetektors (26) speichernde und ein Meßresultat ausgebende Auswerteeinheit (27) aufweist.

17. Entfernungsmessgerät nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, insbesondere nach einem der Ansprüche 1 bis 16, mit mindestens einem eine Lichtwelle aussendenden Lichtsender, mit einem die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepulsgenerator und mit mindestens einem am Ende einer Lichtstrecke angeordneten ein Signal liefernden Lichtempfänger, dadurch gekennzeichnet, daß eine die Leistung des jeweiligen Lichtsenders (3) beeinflussender Regler (143) die Amplitude des jeweiligen Signals auf einen vorgegebenen Sollwert regelt.

18. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß ein die Amplitude des Signals an den Regler (143) liefernder Spitzenwertdetektor vorgesehen ist.

19. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 17 oder 18, dadurch gekennzeichnet, daß der Regler (143) den Verstärkungsfaktor eines die Leistung des Lichtsenders (3) bestimmenden Verstärkers (144) bestimmt.

20. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß der Regler (143) den Verstärkungsfaktor erst nach Verstreichen einer Vielzahl von Modulationsperioden verändert.

21. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 19 oder 20, dadurch gekennzeichnet, daß die Verstärkungsfaktoren für das Anliegen des Meßsignals oder des Referenzsignals von dem Regler (143) speicherbar sind.

22. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, daß die gespeicherten Verstärkungsfaktoren von dem Umschaltgenerator (8) abrufbar sind.

23. Entfernungsmessgerät nach dem Laufzeitprinzip unter Verwendung elektromagnetischer Wellen, vorzugsweise von Lichtwellen, insbesondere nach einem der Ansprüche 1 bis 22, mit mindestens einem eine Lichtwelle aussendenden Lichtsender, mit einem die Amplitude der Lichtwelle mittels eines Amplitudenmodulationssignals modulierenden Sendepulsgenerator mit mindestens einem am Ende einer Lichtstrecke angeordneten, ein Signal liefernden Lichtempfänger, mit einem ein Mischsignal mit einer Mischfrequenz erzeugenden Mischsignalgenerator, mit einem das Mischsignal mit einem Signal mischenden ersten Mischer, mit einem das Mischsignal mit dem Amplitudenmodulationssignal mischenden zweiten Mischer und mit einem die Phasendifferenz zwischen einem Signal und dem Amplitudenmodulationssignal bestimmenden Phasendifferenzdetektor, wobei der Sendepulsgenerator alternierend mindestens zwei Amplitudenmodulationsfrequenzen liefert, dadurch gekennzeichnet, daß entweder die Mischfrequenz der Hälfte der Differenz beider Amplitudenmodulationsfrequenzen entspricht oder die Mischfrequenz und die Amplitudenmodulationsfrequenz alternierend vertauscht werden.

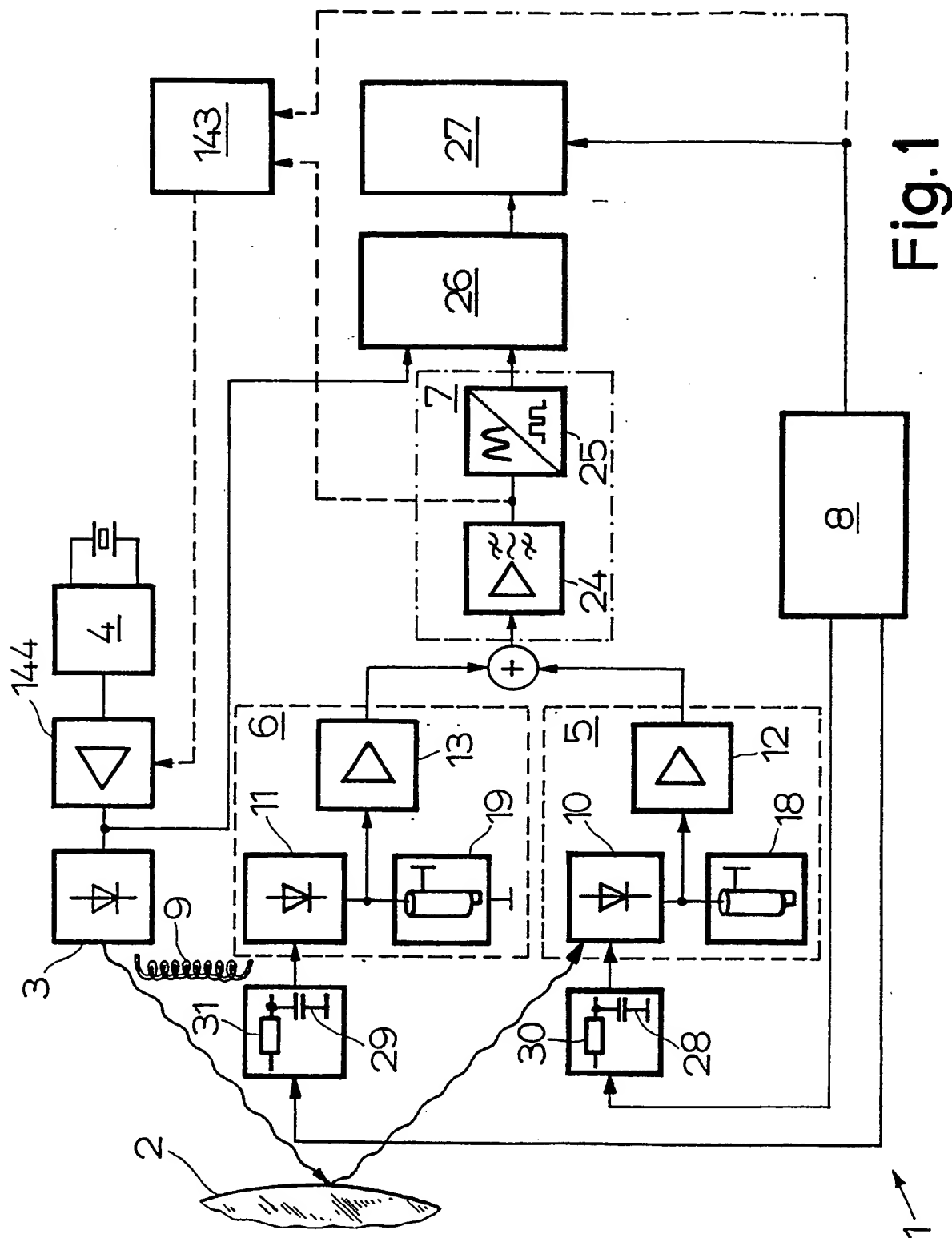
24. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, daß das Signal vor dem ersten Mischer (146) einen die übereinstimmende, nach dem Mischen vorhandene, Gesamtfrequenz filternden Filter (148) durchläuft.

25. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 1 bis 24, dadurch gekennzeichnet, daß der Schaltzustand des Umschaltgenerators (8) dem Meßsignal und dem Referenzsignal überlagert ist.

26. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 1 bis 25, dadurch gekennzeichnet, daß je ein Tiefpaß (28, 30, 29, 31) das Umschaltsignal vor dem Meßlichtempfänger (5) und dem Referenzlichtempfänger (6) glättet.

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -



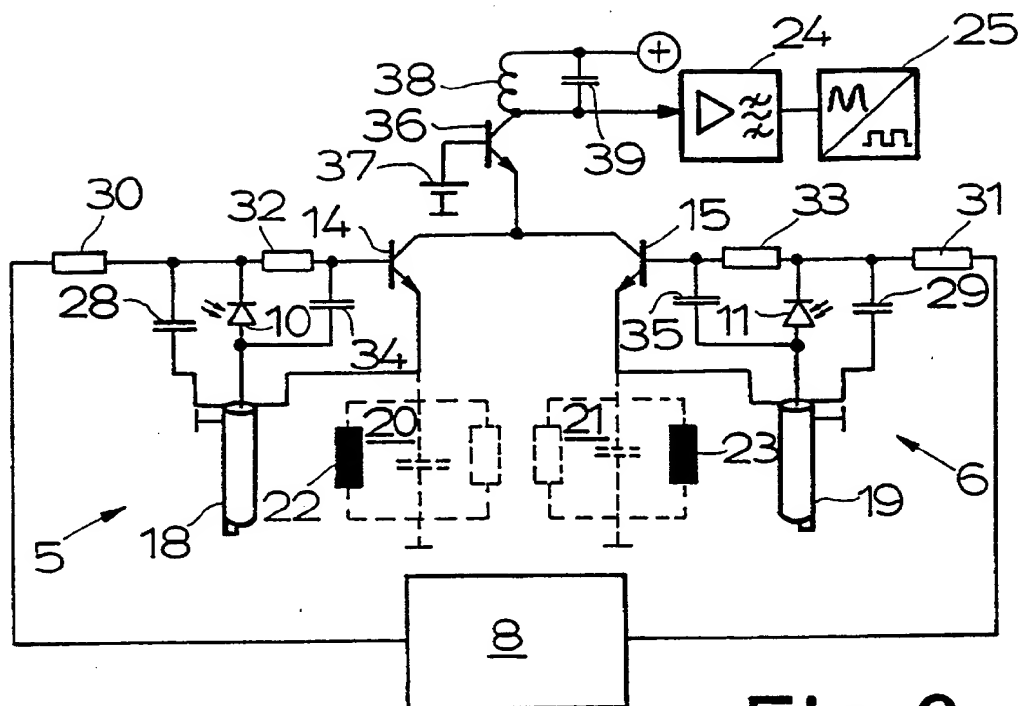


Fig. 2

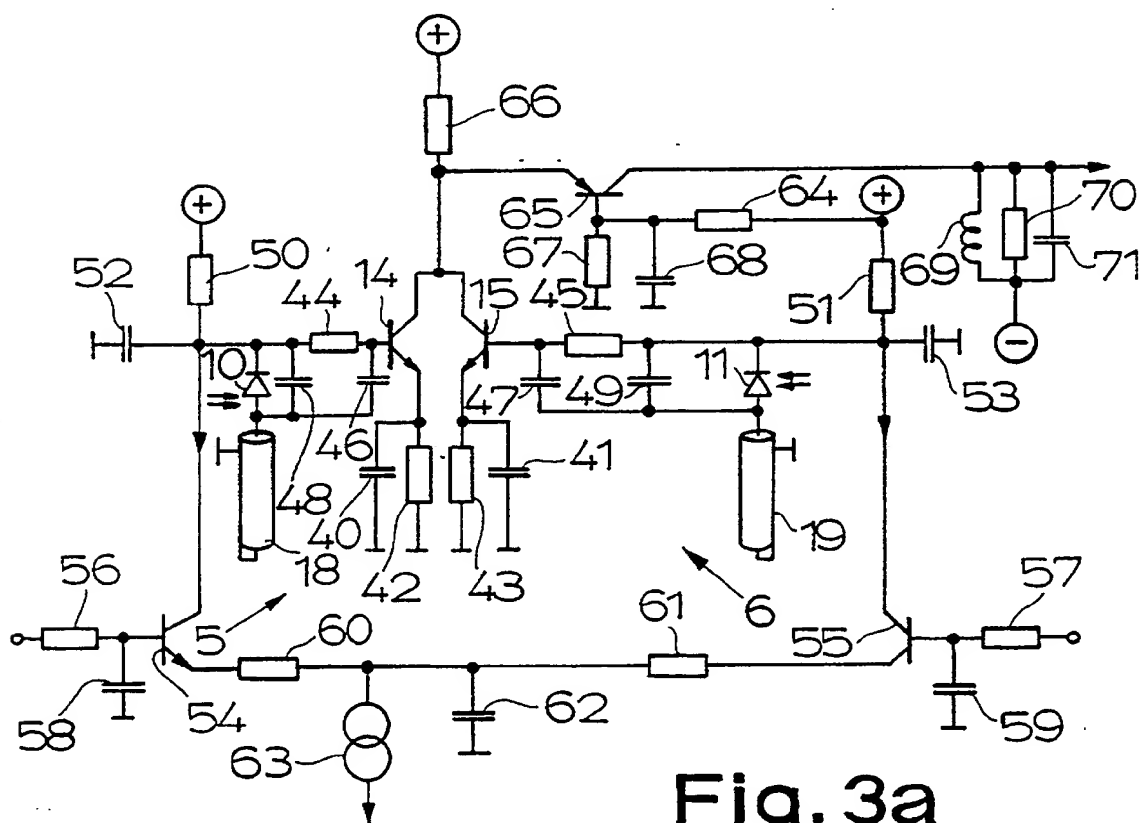
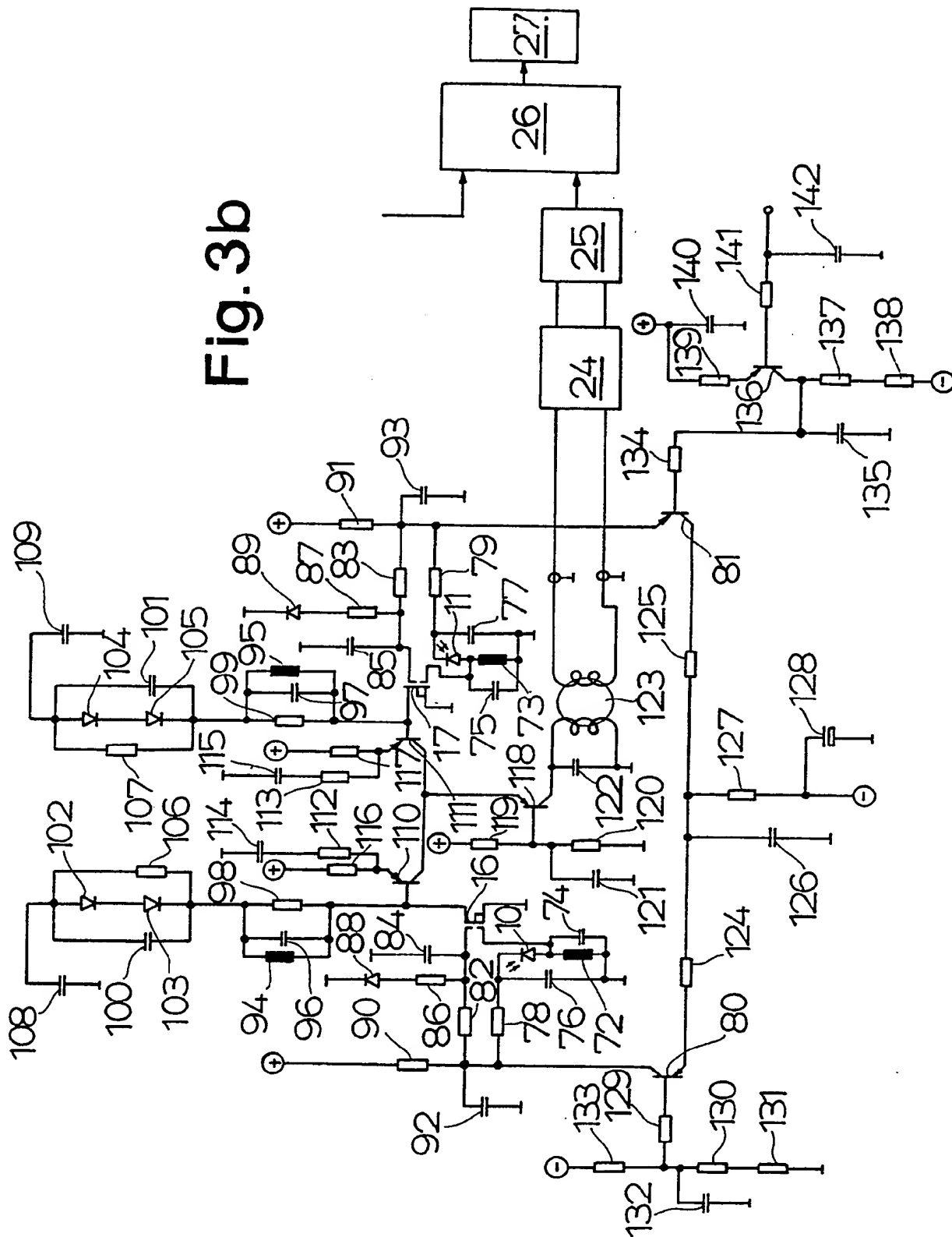


Fig. 3a

Fig. 3b



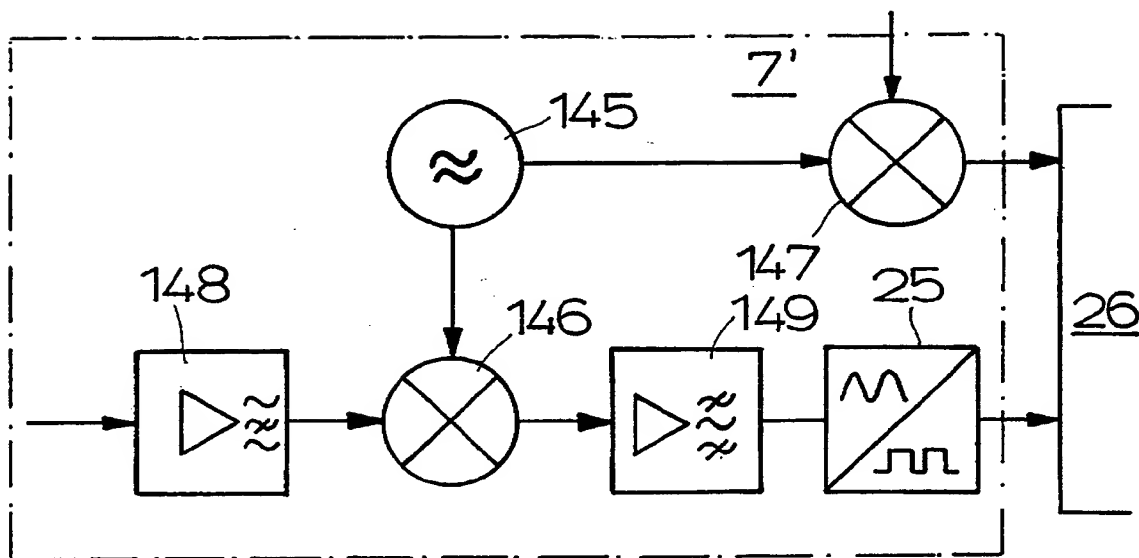


Fig. 4